地空信道基于 OFDM/OQAM 系统的波形自适应算法 *

李环宇 [1,2]，杨 超 [1]，李燕龙 [1,2†]，王 波 [1,2]

(1. 桂林电子科技大学 认知无线电与信息处理省部共建教育部重点实验室，广西 桂林 541004; 2. 中国电子科技集团公司第 54 研究所 通信网信息传输与分发技术重点实验室，石家庄 050081)

摘 要： 传统的正交频分复用/偏移正交幅度调制（OFDM/OQAM）系统波形自适应设计主要针对具有非指数型时延功率谱和非 U 型多普勒功率谱的信道模型对波形进行优化，而实际中，波形自适应设计会因不同的信道模型产生不同的信道匹配准则系数。结合地空信道模型和扩展高斯函数的特性，在传统基于信干噪比 SINR 优化的 OFDM/OQAM 系统波形自适应算法的基础上提出一种新的 OFDM/OQAM 系统波形自适应设计算法。该算法引入信道匹配系数 β，通过信道匹配准则建立波形时频域间隔与信道最大多径时延、最大多普勒频移的关系，再结合传统 SINR 优化函数计算扩展因子参数，将参数反馈给发送端并调整发送端和接收端的滤波器达到波形自适应的目的。仿真结果表明，4QAM 和 16QAM 调制下，信道匹配系数 β 的引入在系统误码性能上均有 1.0 dB 以上的改善。

关键词： 地空信道；OFDM/OQAM；波形自适应算法；扩展高斯函数

中图分类号： TN92　　doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2017.07.0883

Waveform adaptive algorithm for OFDM/OQAM system under air-ground channel

Li Huanyu[1,2], Yang Chao[1], Li Yanlong[1,2†], Wang Bo[1,2]

(1. *Key Laboratory of Cognitive Radio&Information Processing Information Processing*, *Guilin University of Electronic Technology*, *Guilin Guangxi* 541004, *China*; 2. *Science & Technology on Information Transmission & Dissemination in Communication Networks Laboratory*, *The* 54*th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation*, *Shijiazhuang* 050081, *China*)

Abstract: The conventional adaptive waveform design of orthogonal frequency division multiplexing / offset quadrature amplitude modulation (OFDM/OQAM) system are mainly for the channel model of non-exponential-type delay power spectrum and non-U-type Doppler power spectrum. However, waveform adaptive design results in different channel matching criterion coefficients due to different channel models in practice. Therefore, this paper discusses the characteristics of ground air channel model and extended Gauss function and proposes a new OFDM/OQAM waveform adaptive algorithm based on the traditional SINR-adaptive waveform design. In this algorithm, a matching coefficient β is introduced into the traditional waveform matching criterion, which establishes the relation between the time-frequency domain and the maximum multipath delay-Doppler frequency shift of the waveform. Combined with the traditional optimization function of SINR, the parameters of the pulse shaping filter are optimized and then fed back to the transmitter to adjust the filter banks at the transmitter and receiver. Simulation results show that, under the modulation of 4QAM and 16QAM, the channel matching coefficient β has an improvement of 1.0 dB or more in the system error performance.

Key Words: air-ground channel; OFDM/OQAM; Waveform adaptive algorithm; extended Gauss function

0 引言

作为 5G 物理层备选调制方案之一，OFDM/OQAM（offset quadrature modulation based orthogonal frequency division multiplexing，OFDM/OQAM）技术通过引入时频聚焦特性良好的原型脉冲滤波器——EGF 函数（extended Gussian function, EGF），使系统在无循环前缀(cyclic prefix, CP)的条件下兼具良好的抗 ISI（inter symbol interference）和 ICI（inter carrier

基金项目： 国家自然科学基金资助项目（61371107）；广西无线宽带通信与信号处理重点实验室基金基金资助项目（GXKL061501）；认知无线电与信息处理教育部重点实验室 2016 年主任基金资助项目（LD16112X）；认知无线电与信息处理教育部重点实验室 2015 年主任基金资助项目（CRKL150111）

作者简介： 李环宇（1993-），男，河南固始人，硕士研究生，主要研究方向为宽带无线通信；杨超（1988-），男，博士研究生，主要研究方向为宽带信号处理；李燕龙（1989-），男（通信作者），讲师，博士研究生，主要研究方向为移动通信（lylong@guet.edu.cn）；王波（1977-），男，硕导，博士，主要研究方向为无线通信.

interference）能力。同时，EGF 函数具备时频可调特性，系统可以设计合适的脉冲成型函数以更好地抵抗 ISI 和 ICI 干扰。

目前，波形自适应脉冲成型函数设计方法分为两类，一类是结合滤波器自身特性优化滤波器参数。LS（least-squares）算法[1]、Minimax（minimize the maximum stopband ripple）算法[1]和干扰能量最小化算法[2,3]等通过利用频域上最小化滤波器旁瓣干扰的方法来优化 OFDM/OQAM 脉冲成型函数，TFL 优化（time-frequency localization optimization）算法[4]通过优化描述滤波器时频聚焦性能 Heisenberg 参数来设计脉冲成型函数。然而，此类方法没有结合实际信道，不适用于广义平稳非相关散射信道（wide sense stationary uncorrelated scattering，WSSUS）信道的波形自适应算法。

第二类方法是结合信道特性通过优化信干噪比（Signal to interference noise ratio，SINR）获取最优化滤波器参数。Kozek 等人提出了非正交成型脉冲的设计思路[5]，并在滤波器和信道特性之间给出一种信道匹配准则；Schafhuber 等人提出了信干噪比优化的方法[6]，但没有结合波形匹配准则设计脉冲函数；文献[7,8]从信道散射函数出发，结合波形匹配准则将 WSSUS 信道分为两种模型：具有均匀时延功率谱、均匀的多普勒功率谱特征和具有指数型时延功率谱、*U* 型多普勒功率谱特征的时频双衰信道，重新确定了两种模型下的波形匹配准则；文献[9]在 DVB-T（digital video broadcasting）信道和 DRM（digital radio mondial）信道模型下验证 WSSUS 信道下的信干噪比优化算法；文献[10]通过模糊函数来分析成型脉冲函数的能量聚焦性，阐明模糊函数对波形自适应算法中滤波器扩展因子的影响；Goto 结合具有均匀时延功率谱和均匀多普勒功率谱的 WSSUS 信道模型并证明散射函数为常量[11]，通过模糊函数能量聚焦特性来设计成型脉冲函数。然而，上述文献均在 OFDM 系统下设计波形自适应算法，没有结合 OFDM/OQAM 系统特性，OFDM/OQAM 系统波形自适应设计会因时频格点关系式、信道模型和 EGF 滤波器而产生不同的信道匹配准则系数。

因此，本文提出一种 OFDM/OQAM 系统波形自适应算法。该算法结合 EGF 滤波器和地空信道模型，在 OFDM/OQAM 系统中给出 WSSUS 信道模型的信道匹配系数 β 及信噪干比优化二元函数 $SINR(\beta,\alpha)$，通过该函数计算最优化信干噪比 $SINR_{\max}(\beta,\alpha)$ 和其优化匹配系数 β_{opt}、优化扩展因子 α_{opt}。

1　信道模型

WSSUS 信道模型是移动通信中时变多径信道的常用模型。其在时延域 τ 和多普勒频移域 υ 上具有非相关特性，在时间域 *t* 和频率域 *f* 上具有广义平稳特性[12]，二阶统计特性可由散射函数 $S_H(\tau,\upsilon)$ 确定。现已有研究者在 OFDM 系统波形自适应研究下将 WSSUS 信道分为两种模型[7-8]：

模型 1　具有均匀型时延功率谱和均匀型多普勒功率谱的时频双衰信道。

$$S_H(\tau,\upsilon)=\frac{1}{2\tau_{\max}\upsilon_{\max}},0\le\tau\le\tau_{\max},-\upsilon_{\max}\le\upsilon\le\upsilon_{\max} \tag{1}$$

模型 2　具有指数型时延功率谱和 *U* 型多普勒功率谱的时频双衰信道。

$$S_H(\tau,\upsilon)=\frac{e^{-\frac{\tau}{\tau_{\max}}}\cdot\frac{1}{\pi\upsilon_{\max}}}{\tau_{\max}\sqrt{1-\frac{\upsilon^2}{\upsilon_{\max}^2}}},\tau>0,-\upsilon_{\max}\le\upsilon\le\upsilon_{\max} \tag{2}$$

其中：$\tau_{\max}$ 表示信道的最大多径时延，$\upsilon_{\max}$ 表示最大多普勒频移。

本文研究的地空信道统计特性[13,14]如表 1 所示。其中，$1/\tau_{\text{slope}}$ 表示延时斜率，φ_L 和 φ_H 分别表示飞行器到达最低和最大俯仰角。停场（Parking）状态衰落服从 Rayleigh 分布，多普勒和时延功率谱采用 COST207 标准建议的典型市区环境；滑行（Taxi）状态衰落服从 Rician 分布，多普勒和时延功率谱采用 COST207 标准建议的乡村环境；飞行（En-Route）和到达（Arrival）状态服从 Rician 分布。表 1 给出的时延功率谱函数均服从指数型分布，多普勒功率谱函数均服从 *U* 型分布，根据上述 WSSUS 信道模型可知地空信道属于模型 2。

表 1　地空信道统计特性表

信道状态	时延功率谱	多普勒功率谱
Parking	$P(\tau)=\begin{cases}\frac{1}{\tau_{slope}\left(1-e^{-\tau_{\max}/\tau_{slope}}\right)}e^{-\tau_{\max}/\tau_{slope}}, & if\ 0<\tau\le\tau_{\max},\tau_{\text{slope}}=1\mu\text{s}\\0, & else\end{cases}$	$P(\upsilon)=\begin{cases}\frac{1}{\pi\upsilon_{\max}\sqrt{1-(\upsilon/\upsilon_{\max})^2}}, & if\ \lvert\upsilon\rvert<\upsilon_{\max}\\0, & else\end{cases}$
Taxi	$P(\tau)=\begin{cases}\frac{1}{\tau_{slope}\left(1-e^{-\tau_{\max}/\tau_{slope}}\right)}e^{-\tau_{\max}/\tau_{slope}}, & if\ 0<\tau\le\tau_{\max},\tau_{\text{slope}}=1/9.2\mu\text{s}\\0, & else\end{cases}$	$P(\upsilon)=\begin{cases}\frac{1}{\pi\upsilon_{\max}\sqrt{1-(\upsilon/\upsilon_{\max})^2}}, & if\ \lvert\upsilon\rvert<\upsilon_{\max}\\0, & else\end{cases}$
En-Route	*Two-ray*	$P(\upsilon)=\begin{cases}\frac{1}{(\varphi_H-\varphi_L)\upsilon_{\max}\sqrt{1-(\upsilon/\upsilon_{\max})^2}}, & if\ \upsilon_{\max}\cos\varphi_H<\upsilon<\upsilon_{\max}\cos\varphi_L\\0, & else\end{cases}$
Arrival	$P(\tau)=\begin{cases}\frac{1}{\tau_{slope}\left(1-e^{-\tau_{\max}/\tau_{slope}}\right)}e^{-\tau_{\max}/\tau_{slope}}, & if\ 0<\tau\le\tau_{\max},\tau_{\text{slope}}=1\mu\text{s}\\0, & else\end{cases}$	$P(\upsilon)=\begin{cases}\frac{1}{\pi\upsilon_{\max}\sqrt{1-(\upsilon/\upsilon_{\max})^2}}, & if\ 0<\upsilon<\upsilon_{\max}\\0, & else\end{cases}$

2　波形自适应设计

2.1　OFDM/OQAM 系统模型

EGF 滤波器的引入使得 OFDM/OQAM 系统在无 CP 的条件下兼具良好的抗 ISI 和 ICI 能力。因此本文把波形自适应算法研究建立在 OFDM/OQAM 系统[15]基础上。由于 EGF 滤波器具有仅满足实数域正交的特性，OFDM 系统必须采用 OQAM 的调制方式，OFDM 符号分为实虚两路传输。假设 T 为 OFDM 符号周期，υ_0 和 τ_0 分别表示频域上子载波间隔和时域上相邻 OQAM 实值符号的时间偏移，则系统时频表达式如式（3）所示。

$$\upsilon_0\tau_0=\upsilon_0\bullet\frac{T}{2}=\frac{1}{2} \tag{3}$$

时域 OFDM/OQAM 系统的等效基带传输信号如式（4）所示。

$$s(t)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\sum_{m=0}^{M-1}a_{m,n}\underbrace{e^{j\frac{\pi}{2}(m+n)}e^{j2\pi m\upsilon_0 t}g(t-n\tau_0)}_{g_{m,n}(t)} \tag{4}$$

其中：M 表示系统子载波的数目，$a_{m,n}$ 表示第 m 个子载波上的第 n 个 OFDM/OQAM 实值符号。$g_{m,n}(t)$ 表示时频格点 (m,n) 第 m 个子载波第 n 个符号的滤波器基函数，$g(t)$ 为成型脉冲函数，即 EGF 函数。

实数域正交性通过发送滤波器基函数和接收滤波器基函数的内积表示如式（5）所示。

$$\begin{aligned}&\left\langle g_{m,n},g_{m_0,n_0}\right\rangle_{\Re}=\left\{\int g_{m,n}(t)g_{m_0,n_0}(t)dt\right\}_{\Re}=\\&\left\{j^{m+n-m_0-n_0+(m-m_0)(n_0+n)}\bullet A_{g(\alpha)}[(n_0-n)\tau_0,(m-m_0)\upsilon_0]\right\}_{\Re}=\delta_{m,m_0}\delta_{n,n_0}\end{aligned} \tag{5}$$

其中：$<\bullet,\bullet>$ 表示内积操作，$\Re$ 表示取实操作，δ_{m,m_0} 表示 Kronecker 内积，且当 $m=m_0,n=n_0$ 时，$\delta_{m,m_0}\delta_{n,n_0}$=1，实数域正交条件为实数符号，否则为虚数符号。$A_{g(\alpha)}(\tau,\upsilon)$ 表示 EGF 滤波器模糊函数，α 为滤波器扩展因子。其表达式如式（6）：

$$A_{g(\alpha)}(\tau,\upsilon)=\int g(t+\frac{\tau}{2})g^{*}(t-\frac{\tau}{2})e^{j2\pi\upsilon t}dt \tag{6}$$

2.2　本文提出的波形自适应算法

WSSUS 信道具有时频域快速衰落的特征，OFDM/OQAM 系统需要实时适应信道变化的 EGF 滤波器。EGF 滤波器具备时频可调特性，因此波形自适应设计在 WSSUS 信道中尤为重要，波形自适应算法设计框架图如图 1 所示。

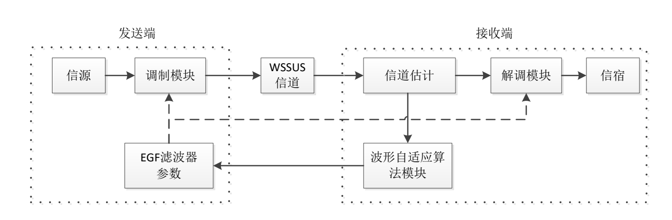


图 1　波形自适应算法设计框架图

从图 1 可以看出，信源产生二进制随机信息序列，经过调制模块后进入信道进行数据传输。接收端通过信道估计获取信道最大多径时延和最大多普勒频移参数，利用波形自适应算法模块计算滤波器参数并在反馈链路中传送给发射端，然后由发送端根据反馈参数调整发送端和接收端脉冲成型函数。

文献[5]在滤波器函数和信道特性之间给出一种信道匹配准则：

$$\frac{W_f}{W_t}\approx\frac{\upsilon_0}{\tau_0}\approx\frac{\upsilon_{max}}{\tau_{max}} \tag{7}$$

其中：W_t 和 W_f 表示滤波器的时频能量分配参数，描述了滤波器能量沿时间轴和频率轴的散布情况。τ_{max} 表示信道的最大多径时延，υ_{max} 表示最大多普勒频移。信道匹配准则决定于滤波器函数和信道特性等，例如，在基于高斯滤波器的 OFDM 系统中，信道模型 1 产生的信道匹配系数为 1，信道模型 2 则为 2/3[7]。

本文结合地空信道模型将模型 2 用于 OFDM/OQAM 系统波形自适应算法，引入波形匹配系数 β，用于确定 EGF 函数和信道特性的匹配关系。则式（7）可以改写为式（8）。

$$\frac{W_f}{W_t}=\frac{\upsilon_0}{\tau_0}=\frac{1}{\beta}\frac{\upsilon_{max}}{\tau_{max}} \tag{8}$$

通过信道估计可以获取 τ_{max} 和 υ_{max}，波形时频间隔 τ_0 和 υ_0 可以表示成 β、τ_{max} 和 υ_{max} 的关系式。根据式（3）和（8）可以得到

$$\begin{cases}\tau_0=\sqrt{\dfrac{\beta}{2}}\bullet\sqrt{\dfrac{\tau_{max}}{\upsilon_{max}}}\\ \upsilon_0=\sqrt{\dfrac{1}{2\beta}}\bullet\sqrt{\dfrac{\upsilon_{max}}{\tau_{max}}}\end{cases} \tag{9}$$

在信干噪比 SINR 优化波形自适应设计方法[6]中，信干噪比表达式为

$$SINR=\frac{\sigma_S^2}{\sigma_{IN}^2}=\frac{E_S\int_\upsilon\int_\tau S_H(\tau,\upsilon)\left|A_{g(\alpha)}(\tau,\upsilon)\right|^2d\tau d\upsilon}{E_S\sum_{(m,n)\neq(0,0)}\int_\upsilon\int_\tau S_H(\tau,\upsilon)\left|A_{g(\alpha)}(n\tau_0+\tau,m\upsilon_0+\upsilon)\right|^2d\tau d\upsilon} \tag{10}$$

其中：E_S=$E\left\{\left|a_{m,n}\right|^2\right\}$ 为实值符号的能量，$S_H(\tau,\upsilon)$ 为信道散射函数（采用模型 2），$A_{g(\alpha)}(\tau,\upsilon)$ 为 EGF 滤波器的模糊函数值。一般地，OFDM/OQAM 系统由于应用了时频聚焦性能较好的 EGF 滤波器，期望符号的 ISI 和 ICI 干扰一般来自于相邻符号，即 $(m,n)=(\pm1,0),(0,\pm1)$。综上，式（10）可以表示为式（11）。

滤波器模糊函数 $A_g(\tau,\upsilon)$ 如式（6）所示；EGF 滤波器函数表达式为

$$\begin{aligned}z_{\alpha^*,v_0,\tau_0}&=\frac{1}{2}\{\sum_{k=0}^{+\infty}d_{k,\alpha^*,v_0}[g_{\alpha^*}(t+\frac{k}{v_0})+g_{\alpha^*}(t-\frac{k}{v_0})]\}\\&\times\sum_{l=0}^{+\infty}d_{l,1/\alpha^*,\tau_0}\cos(2\pi lt/\tau_0)\end{aligned} \tag{12}$$

其中：$0.528v_0^2\le\alpha^*\le7.568v_0^2$，$d_{k,\alpha^*,v_0}$ 为实系数，g_{α^*} 为高斯函数。对于 IOTA 函数，α^*=1，v_0=τ_0=$1/\sqrt{2}$。该函数的各向同性

特性使其在时频域具有等效的衰减特征。

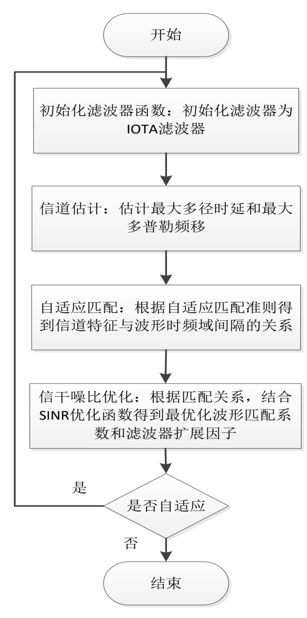


图 2　波形自适应算法设计流程图

因此，波形自适应算法设计流程图如图 2 所示。根据式(11)可知，$SINR$ 是关于波形匹配系数 β 和滤波器扩展因子 α^* 的二元表达式，即 $SINR(\beta,\alpha^*)$。通过计算 $SINR_{\max}(\beta,\alpha^*)$ 对应的 $(\beta_{opt},\alpha^*_{opt})$ 即可得到适合当前信道模型的优化 EGF 滤波器参数，将参数反馈给发送端调整发送端和接收端的滤波器组达到波形自适应的目的。

3　仿真结果

本节将在地空信道下对比 IOTA 滤波器、不含 β 的脉冲成型函数（以下简称 *classical-EGF*）和含 β 的脉冲成型函数（以下简称 *β-EGF*）对系统性能的影响。系统参数设置如表 2 所示。

地空信道模型[13]参数通过 SPIRENT-VR5 空间信道仿真仪设置。在时间-频率双选择性衰落信道下的基于 Weyl-Heisenberg 框架的无线多径传输系统[10]中，随着 QAM 阶数的增加，频谱效率提高但系统性能会变差。因此本文在频谱效率和系统性能之间取了折中值 4QAM 和 16QAM。

表 2　系统参数设置表

参数名称	设置值
系统带宽	20*MHz*
载波频率	2.4*GHz*
码元速率	24.99*Mbps*(4QAM) 49.99*Mbps*(16QAM)
采样频率	20*MHz*
符号数目	10
子载波数目	1024
子载波间隔	19.53*kHz*
均衡算法	迫零均衡
星座映射方式[10]	4QAM，16QAM
信噪比设置	SNR=0:3:15（4QAM） SNR=0:5:30（16QAM）
滤波器重叠因子	4

在给定滤波器扩展因子 α^* 的范围（$0.528v_0^2 \le \alpha^* \le 7.568v_0^2$）和波形匹配系数 β 范围（$1 \le \beta \le 2$）的情况下，对信干噪比 $SINR(\beta,\alpha^*)$ 的仿真结果如图 3 所示。

$$SINR(\beta,\alpha^*)=\frac{\int_\upsilon\int_\tau S_H(\tau,\upsilon)\left|A_{g(\alpha)}(\tau,\upsilon)\right|^2 d\tau d\upsilon}{\sum\limits_{(m,n)=(\pm1,0),(0,\pm1)}\int_\upsilon\int_\tau S_H(\tau,\upsilon)\left|A_{g(\alpha)}(n\tau_0+\tau,m\upsilon_0+\upsilon)\right|^2 d\tau d\upsilon}=\frac{\int_{-\upsilon_{\max}}^{\upsilon_{\max}}\int_0^{\tau_{\max}} S_H(\tau,\upsilon)\left|A_{g(\alpha)}(\tau,\upsilon)\right|^2 d\tau d\upsilon}{\sum\limits_{(m,n)=(\pm1,0),(0,\pm1)}\int_{-\upsilon_{\max}}^{\upsilon_{\max}}\int_0^{\tau_{\max}} S_H(\tau,\upsilon)\left|A_{g(\alpha)}\left(n\bullet\sqrt{\frac{\beta}{2}}\bullet\sqrt{\frac{\tau_{\max}}{\upsilon_{\max}}}+\tau,m\bullet\sqrt{\frac{1}{2\beta}}\bullet\sqrt{\frac{\upsilon_{\max}}{\tau_{\max}}}+\upsilon\right)\right|^2 d\tau d\upsilon} \quad (11)$$

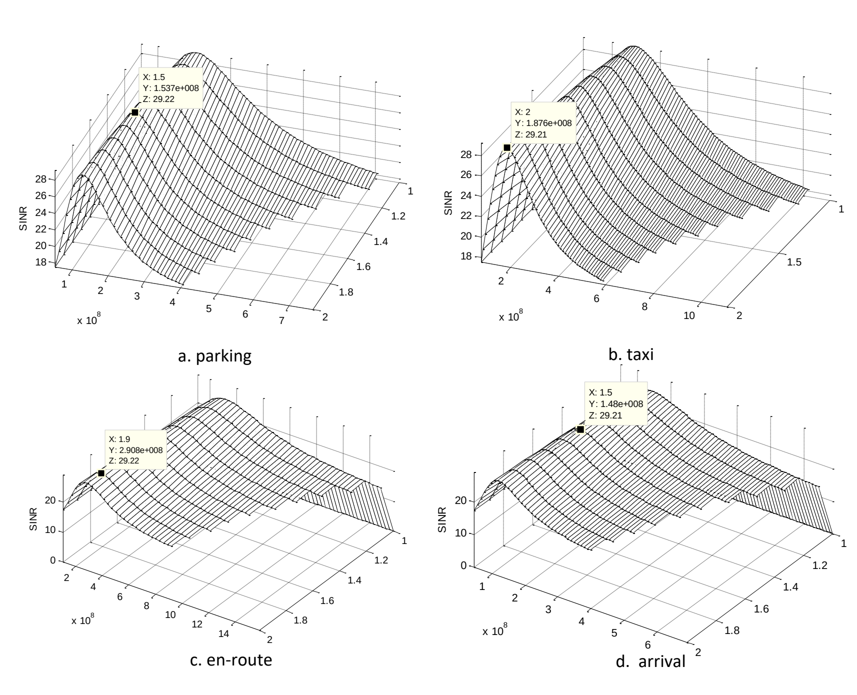


图 3　地空信道波形自适应算法结果图

图 3（a）~（d）分别表示 Parking、Taxi、En-Route 和 Arrival 四种状态波形自适应算法结果图，X 轴表示滤波器扩展因子 α^*，Y 轴表示信道匹配系数 β，Z 轴表示信干噪比 SINR，通过结果图可以得到地空信道四种状态的 $SINR_{\max}(\beta,\alpha^*)$ 对应的。从图 3 中的标注结果可以得到，地空信道四种状态下：

a）β-*EGF* 的参数分别为

$$(\beta_{opt},\alpha^*_{\ opt})_{Parking}=(1.5,1.537\times10^8)$$
$$(\beta_{opt},\alpha^*_{\ opt})_{Taxi}=(2.0,1.876\times10^8)$$
$$(\beta_{opt},\alpha^*_{\ opt})_{En-Route}=(1.9,2.908\times10^8)$$
$$(\beta_{opt},\alpha^*_{\ opt})_{Arrival}=(1.5,1.480\times10^8)\text{；}$$

b）classical-EGF 参数分别为

$$(\beta_{opt},\alpha^*_{opt})_{Parking}=(1.0,1.937\times10^8)$$
$$(\beta_{opt},\alpha^*_{\ opt})_{Taxi}=(1.0,2.876\times10^8)$$
$$(\beta_{opt},\alpha^*_{\ opt})_{En-Route}=(1.0,4.108\times10^8)$$
$$(\beta_{opt},\alpha^*_{opt})_{Arrival}=(1.0,1.780\times10^8)\text{。}$$

根据上述得到的不同信道状态的优化滤波器，本文给出了 4QAM 和 16QAM 基带调制下的 OFDM/OQAM 系统误码性能曲线如图 4 和图 5。其中，图中给出的 α 为等效扩展因子，$\alpha=2\alpha^*\cdot\tau_0^2$。图中 β=1 代表 *classical-EGF* 滤波器的仿真结果，即从滤波器扩展因子 α 出发优化。β≠1 代表 β-*EGF* 滤波器的仿真效果，其在滤波器优化过程中，同时考虑了扩展因子 α 和信道匹配系数 β，从两个系数优化 EGF 滤波器。

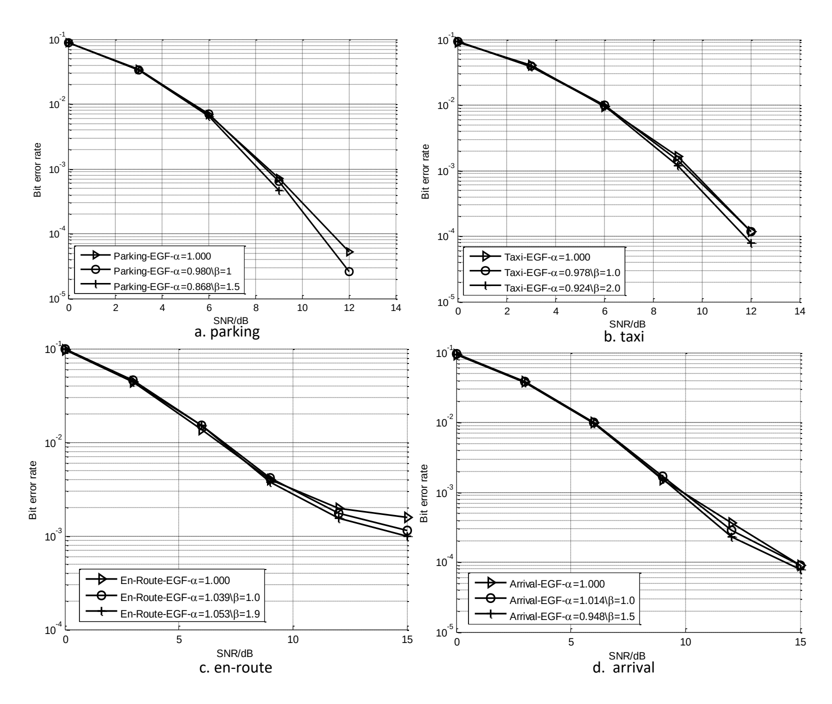


图 4　地空信道 4QAM 基带调制下的 OFDM/OQAM 系统性能曲线

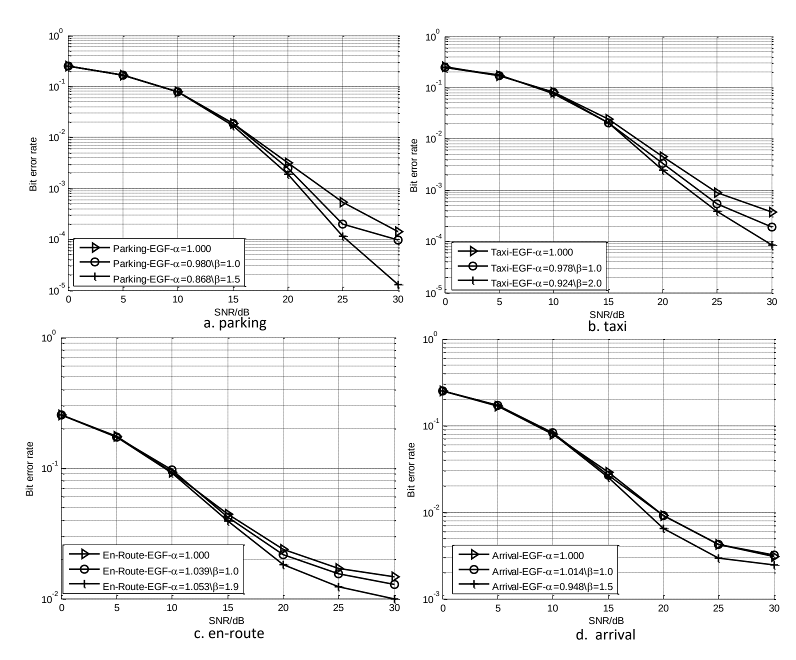


图 5　地空信道 16QAM 基带调制下的 OFDM/OQAM 系统性能曲线

从图 4 和 5 可以看出：

a）4QAM 调制，Parking 状态下（SNR=9dB 时）*β-EGF* 在系统误码性能上比 *classical-EGF* 有约 2.9dB 增益，Taxi 状态下（SNR=9dB 时）有约 1.7dB 增益，En-Route 状态下（SNR=15dB 时）有约 1.4dB 增益，Arrival 状态下（SNR=12dB 时）有约 1.7dB 增益；

b）16QAM 调制， SNR=30dB 时，Parking 状态下 *β-EGF* 在系统误码性能上比 *classical-EGF* 有约 17.5dB 增益，Taxi 状态下有约 7.0dB 增益，En-Route 状态下有约 2.1 dB 增益，Arrival 状态下有约 2.0dB 增益；

因此，信道匹配系数 β 的引入比 *classical-EGF* 函数在 OFDM/OQAM 系统误码性能有一定增益改善。

4 结束语

本文结合 WSSUS 信道地空信道模型和 EGF 函数的特性，提出一种 OFDM/OQAM 系统波形自适应算法，在地空信道场景下仿真得到信道匹配系数和优化滤波器扩展因子。仿真结果表明，信道匹配系数 β 的引入在适应具有指数型时延功率谱和 *U* 型多普勒功率谱的 WSSUS 信道的同时，比 classical-*EGF* 函数有良好的性能改善，更适用于类地空信道的 WSSUS 信道模型。

参考文献：

[1] Viholainen A, Ihalainen T, Stitz T H, et al. Prototype filter design for filter bank based multicarrier transmission [C]// Proc of European Signal Processing Conference. 2010: 1359-1363.

[2] Sharique M, Chaturvedi A K. A new family of time-limited nyquist pulses for OFDM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20 (10): 1943-1946.

[3] 陈达. OQAM-OFDM 无线通信系统关键技术研究 [D]. 武汉：华中科技大学, 2015.

[4] Dandach Y, Siohan P. Design method of OFDM//OQAM systems using a weighted time-frequency localization criterion [C]// Proc of European Signal Processing Conference. 2010: 70-74.

[5] Kozek W, Molisch A F. Nonorthogonal pulseshapes for multicarrier communications in doubly dispersive channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16 (8): 1579-1589.

[6] Schafhuber D, Matz G, Hlawatsch F. Pulse-shaping OFDM//BFDM systems for time-varying channels: ISI//ICI analysis, optimal pulse design, and efficient implementation [C]// Proc of IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. 2002: 1012-1016.

[7] Han F M, Zhang X D. Wireless multicarrier digital transmission via weyl-heisenberg frames over time-frequency dispersive channels [J]. IEEE Trans on Communications, 2009, 57 (6): 1721-1733.

[8] Sahin A, Guvenc I, Arslan H. A Survey on multicarrier communications: prototype filters, lattice structures, and implementation aspects [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2012, 16 (3): 1312-1338.

[9] Matz G, Schafhuber D, Grochenig K, et al. Analysis, optimization, and implementation of low-interference wireless multicarrier systems [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2007, 6 (5): 1921-1931.

[10] 胡苏，武刚，李少谦. OFDM//OQAM 系统自适应波形设计及多址接入系统 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34 (5): 1214-1219.

[11] Goto D, Yamazato T, Mongol B. Gaussian pulse shape optimization of BFDM in time-frequency dispersive channels [C]// Proc of Vehicular Technology Conference. 2012: 1-5.

[12] Pätzold M, Hajri N, Youssef N. Analysis of the level-crossing rate and average duration of fades of WSSUS channels [C]// Proc of European Conference on Antennas and Propagation. 2017.

[13] Haas E. Aeronautical channel modeling [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2002, 51 (2): 254-264.

[14] Sun R, Matolak D W, Rayess W. Air-ground channel characterization for unmanned aircraft systems, part IV: airframe shadowing [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2017, PP (99): 1-1.

[15] 程国兵. OFDM//OQAM 系统中的关键技术研究 [D]. 成都：电子科技大学, 2013.